

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-355373

(43)Date of publication of application : 24.12.1999

(51)Int.Cl.

H04L 27/34
H04B 7/26
H04L 27/18
// H04B 7/005

(21)Application number : 10-158169

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 05.06.1998

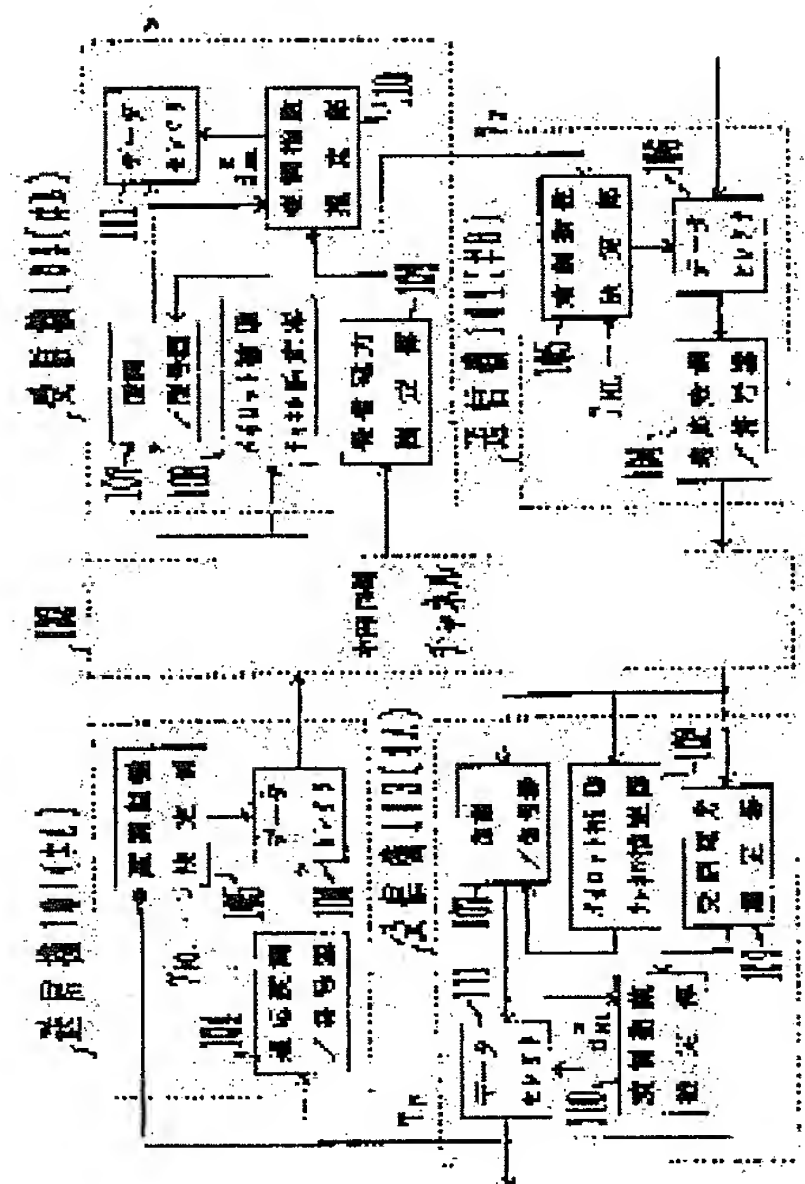
(72)Inventor : YOSHIDA MAKOTO

(54) ADAPTIVE MODULATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent a signal transmission efficiency from being deteriorated by making a modulation signal the most likelihood estimation in a receiver side without transmitting any control signal in a transmitter side in an adaptive modulation system that is applicable to a mobile communication system or the like and where only a modulation index is changed based on a channel power gain especially.

SOLUTION: A modulation index estimate section 110 calculates a square error of a minimum distance among respective distances between respective signal points to be received in a modulation index for every modulation index and signal points of a received signal. A reception power measurement device 109 measures a reception power level of the received signal. The modulation index estimation section 110 calculates a value obtained by calculating a weight calculated from a switching power level to switch the modulation figure and the reception power level for the square error calculated for the every modulation index as a likelihood value for the every modulation index. Then, the modulation index estimate section 110 estimates a modulation index corresponding to the most likelihood value among the likelihood values for the every modulation index as the modulation index of the received signal.



(51)Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 L 27/34

H 0 4 L 27/00

E

H 0 4 B 7/26

27/18

Z

H 0 4 L 27/18

H 0 4 B 7/005

// H 0 4 B 7/005

7/26

M

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平10-158169

(22)出願日 平成10年(1998)6月5日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 吉田 誠

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 大菅 義之 (外1名)

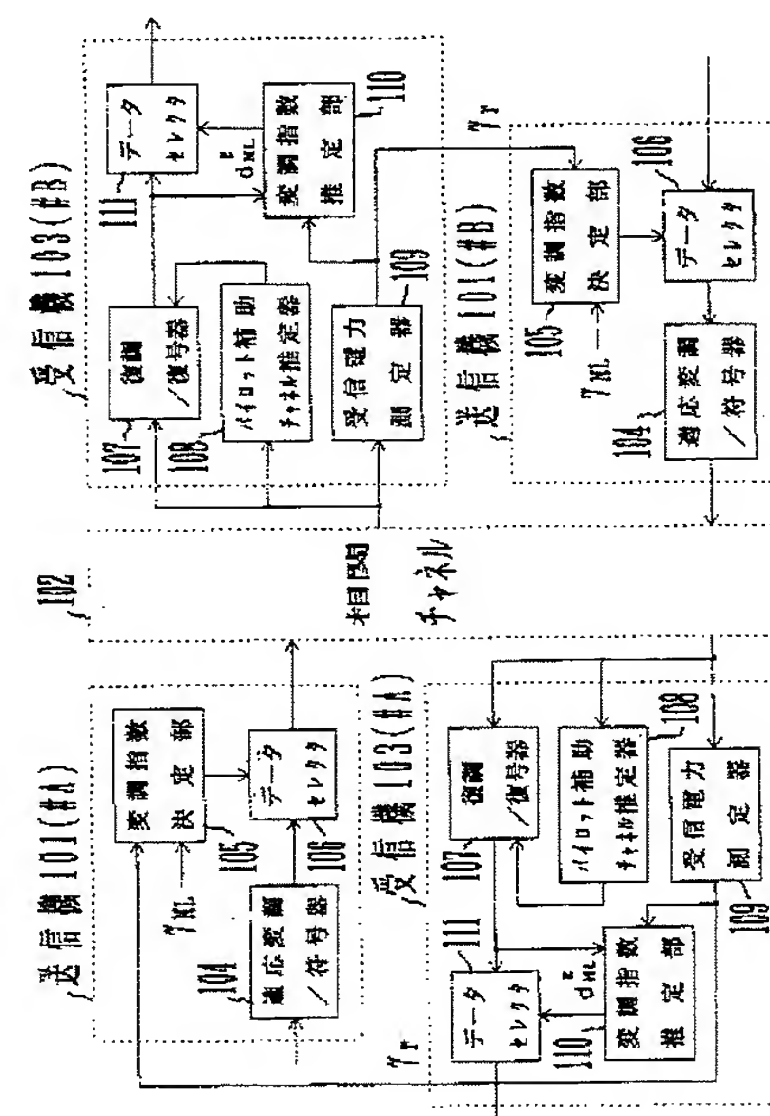
(54)【発明の名称】 適応変調方式

(57)【要約】

【課題】 移動通信システム等に適用可能であって、特にチャンネルパワー利得に基づいて変調指数のみを変化させる適応変調方式において、送信側において制御信号を何ら送信することなく、受信側において変調指数を最尤推定可能とすることにより、信号の伝送効率の低下を防止することにある。

【解決手段】 変調指数推定部110は、変調指数毎に、その変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出する。受信電力測定器109は、受信信号の受信電力レベルを測定する。変調指数推定部110は、各変調指数毎に算出された自乗誤差に、その変調指数を切替える切替電力レベルと受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値を、その各変調指数毎の尤度値として算出する。そして、変調指数推定部110は、各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、受信信号の変調指数として推定する。

本発明の実施の形態のシステム構成図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送方法であって、

変調指数毎に、該変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出し、

前記受信信号の受信電力レベルを測定し、

前記各変調指数毎に算出された自乗誤差に、該変調指数を切替える切替電力レベルと前記受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値を、該各変調指数毎の尤度値として算出し、

前記各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 2】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送方法であって、

変調指数毎に、該変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出し、

前記受信信号の平均スループットを測定し、

該平均スループットに基づいて、前記各変調指数を切り替える各切替電力レベルを変更し、

前記受信信号の受信電力レベルを測定し、

前記各変調指数毎に算出された自乗誤差に、該変調指数に対応する前記切替電力レベルと前記受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値を、該各変調指数毎の尤度値として算出し、

前記各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 3】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送方法であって、

変調指数毎に、該変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出し、

前記受信信号の受信電力レベルを測定し、

前記受信信号の平均スループットを測定し、

前記各変調指数毎に算出された自乗誤差に、該変調指数を切替える切替電力レベルと前記受信電力レベルと前記平均スループットとから算出される重みを演算して得られる値を、該各変調指数毎の尤度値として算出し、

前記各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 4】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送システムであって、

変調指数毎に、該変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出する回路と、

前記受信信号の受信電力レベルを測定する回路と、

(2)

特開平 1 1 - 3 5 5 3 7 3

前記各変調指数毎に算出された自乗誤差に、該変調指数を切替える切替電力レベルと前記受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値を、該各変調指数毎の尤度値として算出する回路と、

前記各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、

を含むことを特徴とする無線伝送システム。

【請求項 5】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送システムであって、

変調指数毎に、該変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出する回路と、

前記受信信号の平均スループットを測定する回路と、

該平均スループットに基づいて、前記各変調指数を切り替える各切替電力レベルを変更する回路と、

前記受信信号の受信電力レベルを測定する回路と、

前記各変調指数毎に算出された自乗誤差に、該変調指数に対応する前記切替電力レベルと前記受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値を、該各変調指数毎の尤度値として算出する回路と、

前記各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、

を含むことを特徴とする無線伝送システム。

【請求項 6】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送システムであって、

変調指数毎に、該変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差を算出する回路と、

前記受信信号の受信電力レベルを測定する回路と、

前記受信信号の平均スループットを測定する回路と、

前記各変調指数毎に算出された自乗誤差に、該変調指数を切替える切替電力レベルと前記受信電力レベルと前記平均スループットとから算出される重みを演算して得られる値を、該各変調指数毎の尤度値として算出する回路と、

前記各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、

を含むことを特徴とする無線伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】 本発明は、移動通信システム等に適用可能であって、特にチャネルパワー利得に基づいて変調指数を変化させる適応変調方式に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】 デジタル通信、特に移動通信システムにおいては、外乱であるフェージング変動によって、回線品質（例えばビット誤り率）が著しく劣化することが知

られている。これは、信号波が、散乱波を含む遅延波による影響を受ける結果、生じる現象であり、信号波の振幅及び位相の変動が時变的に発生する。このフェージング変動の範囲は数十dB以上である。

【0003】フェージングチャネルに適応しない変調方式（以後、非適応変調方式と呼ぶ）は、変調指数（Modulation Level）が固定である変調方式である。この非適応変調方式が採用される場合には、フェージングによりレベルが落ち込む（ディープフェードする）期間においてシステムが許容できる特性を維持するために、かなり大きなリンクマージンを確保する必要があった。リンクマージンを確保するためには、例えば、伝送帯域を犠牲にした強力な誤り訂正を適用しなければならない。即ち、非適応変調方式が採用されるシステムは最悪状態を基準として設計されている。このため、このようなシステムでは、良好及び劣悪なチャネル状態が時变的に発生するフェージングチャネルにおいて、通信容量（チャネルキャパシティ）が100%活用されていなかった。

【0004】近年、このフェージングチャネルにおけるチャネルキャパシティを100%活用することを目的とした適応変調方式の研究開発が活発に行われている。変調方式のビット誤り率特性（受信機特性）は、その変調方式における信号点間距離対雑音比、即ち E_b/N_0 （若しくは E_s/N_0 ）に依存しており、これは変調方式によらない。

【0005】通信特性を向上させるための誤り訂正技術も、冗長ビットを用いることによりこの信号点間距離を等価的に拡大する技術である。非適応変調方式が採用される従来システムでは、要求ビット誤り率が最悪条件において満たされることを基準にした最悪値設計を行っている。しかし、最悪条件の時間率は一般にかなり小さい。このため、大部分の時間においては、要求ビット誤り率若しくは要求 E_b/N_0 （ E_s/N_0 ）よりも良好な状態で通信が行われていることになる。そこで、チャネル状態に応じて、送信電力レベル、伝送シンボルレート、変調指数、誤り訂正における符号化率（若しくは訂正方式）、及びこれらの組合せを適応的に変化させて、要求ビット誤り率を維持するように制御することによって、最適伝送を実現できる。これが適応変調方式の原理である。

【0006】即ち、適応変調方式が採用されるシステムにおいては、チャネル状態の良好な期間では、情報ができるだけ多く伝送され、チャネル状態が劣悪な期間では、伝送レートが下げられ又は送信が中断される。

【0007】適応変調方式の原理図を、図10(a)に示す。この図において、 $x(i)$ は第1の局であるA局の送信機1001から出力される送信信号、 $y(i)$ はA局に対向する第2の局であるB局の受信機1003で受信される受信信号、 $g(i)$ はA局とB局を接続するチャネル1002においてA局から送信された送信信号 $x(i)$ が

受けるフェージング変動、 $n(i)$ はチャネル1002においてA局から送信された送信信号 $x(i)$ に重畳されるノイズ信号である。

【0008】双方向通信システムの場合には、伝送方向が互いに逆である2組の図10(a)に示されるシステムが存在する。チャネル1002が、第1方向（A局→B局）リンクのフェージングと第2方向（B局→A局）リンクのフェージングとが相関のあるチャネル、例えばTDD（時分割多重）チャネルである場合には、下記制御が実行される。

【0009】まず、第1方向リンク上のB局の受信機1003内のチャネル推定器1006は、受信信号 $y(i)$ に含まれる変調指数情報に基づいてチャネル1002のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのB局の受信機1003内の復調／復号器1007に通知する。その復調／復号器1007は、第1方向リンクから受信した受信信号 $y(i)$ に対して、上記推定情報に応じた復調／復号処理を実行する。また、上記B局の受信機1003内のチャネル推定器1006は、それが算出した推定情報（或いはこれに外挿補間を行って得られる推定情報）を、第2方向リンク上のB局の送信機1001内の適応変調／符号器1004に通知する。適応変調／符号器1004は、その通知された推定情報に従って変調指数情報を設定し、送信信号 $x(i)$ を上記変調指数情報と共にチャネル1002内の第2方向リンクに送信する。

【0010】第2方向リンク上のA局の受信機1003内のチャネル推定器1006は、受信信号 $y(i)$ に含まれる変調指数情報に基づいてチャネル1002のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのA局の受信機1003内の復調／復号器1007に通知する。その復調／復号器1007は、第2方向リンクから受信した受信信号 $y(i)$ に対して、上記推定情報に応じた復調／復号処理を実行する。また、上記A局の受信機1003内のチャネル推定器1006は、それが算出した推定情報（或いはこれに外挿補間を行って得られる推定情報）を、第1方向リンク上のA局の送信機1001内の適応変調／符号器1004に通知する。この適応変調／符号器1004は、その通知された推定情報に従って変調指数情報を設定し、送信信号 $x(i)$ を上記変調指数情報と共にチャネル1002内の第1方向リンクに送信する。

【0011】このようにして、変調指数情報のピンポン伝送が実現される。一方、チャネル1002が、第1方向リンクのフェージングと第2方向リンクのフェージングとが相関の無いチャネル、例えばFDD（周波数分割多重）チャネルである場合には、下記制御が実行される。

【0012】まず、第1方向リンク上のB局の受信機1003内のチャネル推定器1006は、受信信号 $y(i)$ に含まれる変調指数情報に基づいてチャネル1002のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのB局の受

信機1003内の復調／復号器1007に通知する。その復調／復号器1007は、第1方向リンクから受信した受信信号 $y(i)$ に対して、上記推定情報に応じた復調／復号処理を実行する。また、上記B局の受信機1003内のチャンネル推定器1006は、それが算出した推定情報（或いはこれに外挿補間を行って得られる推定情報）を、第1方向リンク用のフィードバックチャンネル1008を使って、第1方向リンク上のA局の送信機1001（図10(a)）内の適応変調／符号器1004にフィードバックさせる。この適応変調／符号器1004は、そのフィードバックされた変調指数情報を設定し、送信信号 $x(i)$ を上記変調指数情報と共にチャンネル1002内の第1方向リンクに送信する。

【0013】第2方向リンクについても、上記と全く同様のフィードバック機構が必要となる。図10(a)において、送信機1001内の送信電力制御部1005は、受信側でのビット誤り率が一定となるようなパワー適応処理を実現する。

【0014】図10(b)は、送信機1001内の適応変調／符号器1004及び受信機1003内の復調／復号器1007において選択され得る各変調方式の信号点配置の例を示す図であり、QPSK（Quadri-Phase Shift Keying）、16QAM（16Quadrature Amplitude Modulation）、64QAM等のあらゆる変調方式が選択可能である。

【0015】上述したように、適応変調方式は、非適応変調方式と比較した場合に、変調方式の適応制御に関する処理部を有するため、通信特性と演算量（複雑度）に関してトレードオフを有する。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】ここで、上述の従来の適応変調方式では、送信機1001が送信する送信信号 $x(i)$ には、上述のように、その送信機1001内の適応変調／符号器1004で設定された変調指数情報を制御信号として重畳する必要があるため、信号の伝送効率が低下してしまうという問題点を有していた。

【0017】この制御信号は、チャンネル状態の変化に応じて（例えば正規化フェージング周期）伝送されなければならない。そして、この制御信号の受信誤りは当該変調指数で変調された送信信号1ブロック分の全ての受信情報の紛失を引き起こすため、この制御信号の受信誤り率をかなり低く抑えなければならない。このため、従来の適応変調方式では、制御信号の誤り訂正のためのオーバーヘッド情報も必要になってしまうという問題点を有していた。

【0018】なおこれまでに、他の目的で用いられる制御信号中（例えばプリアンブル）に変調指数情報を埋め込み、受信側で復調（推定ではない）することにより、伝送効率の低下を防止する方式も提案されているが、上記制御信号のパターンに制限が加わるため、一般性、汎

用性に欠けるものであった。

【0019】また、このような適応変調において、図10のアとして示されるように、瞬時 E_s/N_0 つまりBER（ビットエラーレート）が同一になるような適応電力制御を行うと、シングルユーザにおける伝送効率は最適となる反面、セルラーシステムなどでは他セル、他ユーザへの干渉が増加し、チャンネル容量の著しい低下を引き起こすという問題がある。

【0020】よって、セルラなど基地局が密集しているシステムにおいては、図10のイとして示されるように、チャンネルパワー利得によって変調指数のみを変化させる方式が有効である。このような方式により、平均送信電力（図中、記号Sの上にバー「 $\bar{}$ 」が付加されたもの）は、変調指数に依らず一定となる。本出願が先に出願した特願平10-070797出願では、適応電力制御が行われることを前提とした最尤推定を行っている。このため、上記先願特許を、チャンネルパワー利得によって変調指数のみを変化させる方式に、適用することはできなかった。

【0021】本発明の課題は、特にチャンネルパワー利得に基づいて変調指数のみを変化させる適応変調方式において、送信側において制御信号を何ら送信することなく、受信側において変調指数を最尤推定可能とすることにより、信号の伝送効率の低下を防止することにある。ただし、前述した送信電力を適用制御するシステムにおいてもいかなる変更点もなく、特性的にも何ら問題なく用いることができる。

【0022】

【課題を解決するための手段】本発明は、伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を制御する無線伝送方法／システムを前提とする。

【0023】本発明の第1の態様は、以下の構成を有する。まず、変調指数毎に、その変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差が算出される。

【0024】また、受信信号の受信電力レベルが測定される。次に、各変調指数毎に算出された自乗誤差に、その変調指数を切替える切替電力レベルと受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値が、その各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0025】そして、各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。本発明の第2の態様は、以下の構成を有する。

【0026】まず、変調指数毎に、その変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差が算出される。また、受信信号の平均スループットが測定される。

【0027】次に、その平均スループットに基づいて、各変調指数を切り替える各切替電力レベルが変更され

る。また、受信信号の受信電力レベルが測定される。

【0028】続いて、各変調指数毎に算出された自乗誤差に、その変調指数に対応する切替電力レベルと受信電力レベルとから算出される重みを演算して得られる値が、その各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0029】そして、各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。本発明の第3の態様は、以下の構成を有する。

【0030】まず、変調指数毎に、その変調指数において受信されるべき各信号点と受信信号の信号点との各距離のうちの最小値の自乗誤差が算出される。また、受信信号の受信電力レベルが測定される。

【0031】また、受信信号の平均スループットが測定される。次に、各変調指数毎に算出された自乗誤差に、その変調指数を切替える切替電力レベルと受信電力レベルと平均スループットとから算出される重みを演算して得られる値が、その各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0032】そして、各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。

【0033】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照しながら本発明の実施の形態について詳細に説明する。

＜本発明の実施の形態のシステム構成＞図1は、本発明の実施の形態のシステム構成図である。

【0034】本実施の形態では簡単のため、第1方向（A局（#A）→B局（#B））リンクのフェージングと第2方向（B局→A局）リンクのフェージングとが相関のあるTDD（時分割多重）システムを対象としている。

【0035】A局（#A）の送信機101内の適応変調／符号器104は、複数の変調指数のそれぞれ（変調指数ML）に対応する符号化及び変調処理を実行する。A局の送信機101内の変調指数決定部105は、A局の受信機103内の受信電力測定器109から通知される平均受信電力 γ_r と、変調指数ML毎の切替CNR γ_{ML} とに基づいて送信信号の変調指数MLを決定し、それをA局の送信機101内のデータセクタ106に通知する。

【0036】A局の送信機101内のデータセクタ106は、適応変調／符号器104から出力される変調指数ML毎の変調信号のうち、変調指数決定部105から通知された変調指数に対応する変調信号を選択し、それをB局向けの送信信号として相関チャンネル102に送出する。

【0037】B局（#B）の受信機103内のパイロット補助チャンネル推定器108は、相関チャンネル102からの受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて相関

チャンネル102のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのB局の受信機103内の復調／復号器107に通知する。

【0038】上記復調／復号器107は、受信信号に対して、上記推定情報に基づいて、各変調指数MLに対応する復調／復号処理を実行する。このとき、復調／復号器107は、各変調指数MLに対応する復調／復号処理毎に、各処理で復元される復元データとその変調指数MLにおいて受信されるべき信号点との距離のうちの最小値の自乗誤差 d^2_{ML} を算出し、各 d^2_{ML} をB局の受信機103内の変調指数推定部110に通知する。

【0039】B局の受信機103内の受信電力測定器109は、受信信号につき、所定の測定区間毎の平均受信電力 γ_r を測定し、それをB局の受信機103内の変調指数推定部110及びB局の送信機101内の変調指数決定部105に通知する。

【0040】B局の受信機103内の変調指数推定部110は、復調／復号器107から通知される変調指数ML毎の自乗誤差 d^2_{ML} と、受信電力測定器109から通知される平均受信電力 γ_r とに基づいて、受信信号の変調指数を最尤推定し、その推定結果をデータセクタ111に通知する。

【0041】B局の受信機103のデータセクタ111は、復調／復号器107から出力される変調指数ML毎の復元データのうち、変調指数推定部110から通知された変調指数に対応する復元データを選択し、それを受信信号として出力する。

【0042】B局の送信機101は、A局の送信機101と同様の動作によってA局向けの送信信号を生成し、それを相関チャンネル102に送出する。このとき、上記送信機101内の変調指数決定部105は、B局の受信機103内の受信電力測定器109から平均受信電力 γ_r と、変調指数ML毎の切替CNR γ_{ML} とに基づいて送信信号の変調指数MLを決定する。

【0043】A局の受信機103は、B局の受信機103と同様の動作によって、受信信号を復元する。このとき、上記受信機103内の受信電力測定器109は、受信信号に対して測定した平均受信電力 γ_r を、A局の送信機101内の変調指数決定部105に通知する。

【0044】以上のようにして、TDDによる双方向通信が実現される。一方、チャンネルが、双方向のそれぞれのフェージングが相関の無いチャンネルとなるような通信システム、例えばFDD（周波数分割多重）システムの場合は、例えば図10に示されるような形態でフィードバックチャンネルを設けることにより対応することができ、TDDシステムとFDDシステムの間に本質的な相違はない。

＜本発明の原理＞上述のシステム構成に基づく本発明の実施の形態の更に具体的な構成及び動作について説明する前に、本発明の原理について、まず説明する。

(1) 本発明は、各変調指数MLの平均CNR（キャリア対ノイズ比）の違いに着目するものである。

【0045】今、固定シンボル間隔 T_s を有するSquare-QAM変調方式につき考察する。変調指数 $ML=M$ であるMレベル変調方式は、N信号点（ $N=2^M$ ）を有し、暗黙的にMビット／シンボルのスループットを有する。また各変調方式は、平均 E_s/N_0 が平均SNR（信号対雑音比）に等しくなるようなナイキストデータパルス（ $B=1/T_s$ ）を有すると仮定する。このような各変調方式のもとで、図1の受信機103において、フェージング補償がなされているとの仮定のもとで、受信信号についての平均CNRに基づいて変調指数MLを制御することを考える。

【0046】例えば、4つの変調方式：伝送オフ（ $ML=0$ ）、QPSK（ $ML=2$ ）、16QAM（ $ML=4$ ）、及び64QAM（ $ML=6$ ）のそれぞれにおいて、平均CNRは、伝送オフの場合を除いてそれぞれ、 $\gamma_{QPSK} = \delta^2 / \sigma_N^2$ 、 $\gamma_{16QAM} = 5\delta^2 / \sigma_N^2$ 、 $\gamma_{64QAM} = 21\delta^2 / \sigma_N^2$ として算出される。ここで、 2δ は最小信号点間（ユークリッド）距離、 σ_N^2 は熱雑音の分散である。伝送オフモードは信号電力が0でチャンネルの平均CNRが非常に低い場合に選択される。各変調方式における理論的平均BER（ビット誤り率）は、この平均CNRに基づいて算出される。

【0047】上述の変調指数ML毎の平均CNRの値を見ればわかるように、信号点間距離と熱雑音の比が同一つまり E_s/N_0 が同一で平均BERが同一であれば、各変調指数MLにおける平均CNRが異なる。言い換えれば、チャンネルの平均CNRが観測された場合に、そのチャンネルのBERを或るターゲットBER以上に維持するためには（又はそのチャンネルの平均BERを或るターゲットBERに維持するためには）、その観測された平均CNRに対応する変調指数MLの変調方式で通信を行えばよいことになる。

【0048】図2は、変調指数ML毎の、平均CNR対BER特性の例を示す図である。この図から理解されるように、BERが任意のターゲットBER（Target BER）に固定された場合には、QPSK（ $ML=2$ ）、16QAM（ $ML=4$ ）、及び64QAM（ $ML=6$ ）の各変調方式における平均CNRの比は、 δ/σ_N^2 対 $5\delta/\sigma_N^2$ 対 $21\delta/\sigma_N^2 \div 0.048$ 対 0.24 対 1 となる。そこで、チャンネルのBERをターゲットBER（Target BER）以上に維持するために、まず例えば64QAM変調方式において、BERがターゲットBERに等しくなるような平均CNR γ_{64QAM} の絶対値 γ が算出され、これが64QAM変調方式と16QAM変調方式とを切替える平均CNRの閾値（切替CNR γ_{64QAM} ）とされる。次に、切替CNR $\gamma_{64QAM} = \gamma$ を0.24倍して得られる絶対値 0.24γ が、16QAM変調方式とQPSK変調方式とを切替える平均CNRの閾値（切替CNR γ_{16QAM} ）とされる。更に、切替CNR $\gamma_{64QAM} = \gamma$ を0.048倍して得られる絶対値 0.048γ が、QPSK変調方式と伝送オフモード（No-send）とを切替える平均CNRの閾値（切替CNR γ_{QPSK} ）とされる。このようにして得られる例えば3つの切替CNR γ 、 0.24γ 、及び 0.048γ を用いて、送信時には次のような制御が実現される。まず、伝送チャンネルにおける平均CNRが観測される。次に、観測された平均CNRが切替CNR γ より大きければ、64QAM変調方式による送信が実行される。観測された平均CNRが切替CNR 0.24γ と γ の範囲内であれば、16QAM変調方式による送信が実行される。観測された平均CNRが切替CNR 0.048γ と 0.24γ の範囲内であれば、QPSK変調方式による送信が実行される。観測された平均CNRが切替CNR 0.048γ 以下であれば、システムの規定に基づいて、伝送オフとされるか、或いは、QPSK変調方式による送信が実行される。

10

20

30

40

50

【0049】以上の適応変調制御動作を図1に示されるTDDシステムにあてはめると、まず相関チャンネル102に対する平均CNRの観測は各受信機103内の受信電力測定器109が平均受信電力 γ_r の観測動作として行い、その観測結果と変調指数ML毎の切替CNR γ_{ML} とに基づく変調指数MLの決定動作は各送信機101内の変調指数決定部105が行う。

【0050】以上のような送信方式では、上述のようにして動的に選択される変調方式のそれぞれに、生成される送信信号の平均送信電力が予め規定された所定値になるような制御が組み込まれている。図1の例では、各送信機101内の適応変調／符号器104に上記制御が組み込まれている。

【0051】このようにして、チャンネルパワー利得によって変調指数のみが変化させられることにより、セルラなど基地局が密集しているシステムへの適応変調方式の適用が可能となる。また、CNRではなく、単純な変換式により他の信号電力基準も適用できるため、受信電力として E_b/N_0 、 E_s/N_0 、およびSNRなどを用いてもよい。

【0052】ここで、受信側における受信レベル変動（例えば図10中の $g(i)$ ）の補償方式として、内挿パイロット信号方式などが知られている。この方式は、最大フェージング周波数のナイキスト間隔よりも小さい間隔でパイロットシンボルをチャンネルに内挿することにより、特にフェージングにおける位相変動を補償するものである。この場合、SNRの復元は不可能であるが、振幅変調方式における相対値の補償は可能である。つまり、パイロットシンボルを最大振幅を持つ信号点とすれば、その最大振幅に対する送信信号点の相対位置だけは補償されるのである。

【0053】何らかのフェージング補償方式が用いられるとすると、その補償後のデータでは位相情報が復元さ

れ、そのデータはその瞬時のSNRに応じた雑音を含む振幅情報を有していると考えられる。そこで、各変調指数MLに対応する復調／復号処理毎に、各処理において適当な複数シンボル（Lシンボル）の間で復元される各復元データとその変調指数MLにおいて受信されるべき信号点との距離のうちの最小値の自乗誤差 d^2_{ML} が算出される。

【0054】

【数1】

$$d^2_{ML} = \sum_i^L \left\{ r(i) - r_{\min}^{ML}(i) \right\}^2$$

【0055】図3は、16QAM変調方式における上記自乗誤差 d^2_{ML} の算出原理を示す図である。ここで、数1式の右辺括弧内の減算値（第2項）は、変調指数MLにおいて受信されるべき信号点の中で実際の受信信号 $r(i)$ に最も近い信号である。

【0056】ここで、前述のように送信信号の平均電力が一定という条件のもとでは、受信信号が、その受信信号に対する送信側の変調指数と同じ変調指数で復調された場合には、その変調指数についての数1式によって算出される自乗誤差 d^2_{ML} は、理想的（雑音が0の場合）には0になるはずである。一方、受信信号が、その受信信号に対する送信側の変調指数とは異なる変調指数で復調された場合には、その変調指数についての自乗誤差 d^2_{ML} は一定の分散を持った値になるはずである。

【0057】従って、各変調指数MLに対応する復調／復号処理毎に数1式に基づいて算出される自乗誤差 d^2_{ML} を受信側の変調指数MLの推定のために用いることは、妥当な選択であると考えられる。定性的には、各変調指数MLに対応する復調／復号処理毎に数1式に基づいて算出される自乗誤差 d^2_{ML} のうちの最小値に対応する変調指数が、受信側で推定される変調指数ということになる。

【0058】さて前述したように、送信側ではチャンネルの平均CNRに基づいて変調指数MLが切り替えられる。よって、その受信レベルによって重み付けを行うことで、より確度の高い情報が得られるはずである。本発明においては、前述してように変調指数MLを切り替えるための切替CNR γ_{ML} は、相対的に一定比を有するため、前述したように代表値（例えば前述した絶対値 γ ）が決定すればその相対値（例えば前述 $0.24\gamma/0.048\gamma$ ）も一意に決定される。

【0059】以上の点を考慮して、受信側において、各変調指数MLが送信側の変調指数である確からしさを判定するための変調指数ML毎の尤度関数を、次式のように定義する。

【0060】

【数2】

$$\lambda_{ML} = f(\gamma_{ML}, \gamma_r) * d^2_{ML}$$

【0061】ここで、 $f(\gamma_{ML}, \gamma_r)$ は、前述した数1式で算出される自乗誤差 d^2_{ML} による推定をより確度高いものとするための重み関数であり、変調指数ML毎の切替CNR γ_{ML} と、受信データの測定区間（Lシンボル区間）における平均受信電力 γ_r との距離、つまり信頼度に比例した関数である。また、演算子「*」は結合演算子であり、その一例は乗算演算子である。尤度関数 λ_{ML} は相対値比較でも構わないため、上記重み関数 $f(\gamma_{ML}, \gamma_r)$ は或る変調方式においては定数であってもよい。この重み関数 $f(\gamma_{ML}, \gamma_r)$ は、定性的には、SNRが小さくなればなるほど小さい値の変調指数MLが推定されるように働き、その逆では大きい値の変調指数MLが推定されるように働く。

【0062】以上より、本発明では、各変調指数MLに対応する尤度関数 λ_{ML} のうちの最尤値に対応する変調指数が、受信側での推定結果として用いられる。上述の最尤推定方式は、チャンネルパワー利得に基づいて変調指数のみを変化させる適応変調方式に対して有効であるのみならず、変調指数の制御に加えて適応電力制御も行うような適応変調方式に対しても有効である。この場合には、数2式の重み関数 $f(\gamma_{ML}, \gamma_r)$ が有効に機能する（数1式はすべてのMLに対して同じであるため）。

（2）通信システムのサービスとしては、平均スループットを一定にするということは非常に重要な要因となる。例えばATM（非同期転送モード）通信方式におけるCBR（Constant Bit Rate）サービスなどが、平均スループット一定を必要条件としている。適応変調方式は、回線品質を一定に保持するために、チャンネルの状況に応じた変調指数を提供する適応レート制御を行っている。

【0063】ここで特に、瞬時値の変化に対応して適応制御を行う適応変調方式の場合は、その瞬時（若しくは短区間）において、BER：一定／レート：可変を実現するが、長時間の変動に対しては何らの保証もしていない。よって、長時間（複数ブロック）における平均受信電力を一定とするような送信電力制御を行うことにより、BER：一定／レート：一定を実現することが考えられる。この送信電力制御は、上述したような、瞬時値に追従する送信電力制御（図1参照）ほどは干渉の増大を引き起こさないまでも、ある程度の影響は否めない。特に、セルのエッジに存在する移動端末は、定常的に平均受信電力が小さいため、これらの端末の送信電力はかなり大きいと考えられる。

【0064】そこで、瞬時における適応制御が前述のようなものであったとしても、長時間においてBER：可変／レート：一定となるような適応制御システムも十分考えられる。これは、一切の送信電力制御を行わないシステムであり、長時間における平均BERを一定に保持することは保証しないが、平均スループット（つまり伝送レート）が一定になるような保証をするものである。

このシステムは、例えば前記セルエッジに存在する移動端末においては、所望のBERは保証できないが、伝送レートはシステムで規定された或る一定値になるような制御を行う。より具体的には、このシステムは、相関チャネルであれば送信側で、無相関チャネルであれば受信側で、平均スループットを測定し、それが或る閾値を下回った場合には、(a) 各切替CNRを上側にシフトさせることにより瞬時のスループットを向上させる (BERは大きくなる)、又は(b) 受信レベルが切替CNRより小さくても変調指数を変更しない、等の制御を実行する。

【0065】ここでは、上記(a)の制御方式を考える。まず、変調指数MLの推定を行う側つまり受信側において、送信側と同じ平均スループット測定アルゴリズムが実装されることにより、ブロック毎に送信側と受信側とで同じ切替CNRが使用されるような制御が行われる。当然、送信側と受信側とで同じ判定基準が適用されるため、ブロック毎に切替CNRの情報を伝送する必要はない。そして、前述の数2式で示される変調指数ML毎の*

$$\lambda_{ML} = \kappa(\text{blk}(i), ML) * f(\gamma_{ML}, \gamma_r) * d^2_{ML}$$

【0069】ここで、 $\kappa(\text{blk}(i), ML)$ は、上述のように平均スループットを保持するために、現在設定されている変調指数を維持することを目的としたi番目のブロックに対する重み関数である。つまり、ここでは、当該変調指数MLの尤度が高くなるような重み付けがなされる。

【0070】例えば平均スループットが保持されている場合は、

【0071】

【数5】

$$\kappa(\text{blk}(i), ML) = 1 \text{ (for all ML)}$$

【0072】である。一方、平均スループットが保持されない場合には、現在設定されている変調指数に対して、若しくは場合によってはチャネルの状況に反して変調指数を大きくする場合も考えられるので設定されている変調指数より大きい変調指数に対して、

【0073】

【数6】

$$\kappa(\text{blk}(i), ML) \ll 1 \text{ (for a certain ML)}$$

【0074】となるような設定が行われる。ここでは尤度関数 λ_{ML} の値が小さいほど尤度は高いため、上記数6式により、現在設定されている変調指数若しくはそれよりも大きい変調指数が推定され易くなる。

【0075】図4は、送信側の伝送フォーマットの一例を、従来方式と本発明とで比較して示した図である。なお、フェージング補償用制御信号などは除かれている。ここでは、推定シンボル長L、フレーム長を N_{FL} ($> L$)とする。図4(a)に示される従来方式のフォーマットでは更に、データ長 N_{FL} の情報信号の他にデータ長N

*尤度関数 λ_{ML} を、次式のように修正する。

【0066】

【数3】

$$\lambda_{ML} = f(\gamma_{ML}(\text{blk}(i)), \gamma_r) * d^2_{ML}$$

【0067】ここで、変調指数ML毎の切替CNR $\gamma_{ML}(\text{blk}(i))$ は、平均スループットを保持するために与えられたi番目のブロックの切替CNRである。

(3) 上記(2)ではブロック毎に送信側と受信側とで同じ切替CNRが使用されるような制御が実行された。ここでは、上記(2)と同様に受信側において送信側と同じ平均スループット測定アルゴリズムが実装されるが、ブロック毎に、各変調指数MLの切替CNR γ_{ML} は変更せずに、数2式で示される各変調指数MLの尤度関数 λ_{ML} に更に、受信側で測定される平均スループットに基づく重み付けをする。すなわち、前述の数2式で示される変調指数ML毎の尤度関数 λ_{ML} を、次式のように修正する。

【0068】

【数4】

$$\lambda_{ML} = \kappa(\text{blk}(i), ML) * f(\gamma_{ML}, \gamma_r) * d^2_{ML}$$

ML の変調指数制御信号が変調指数を変化させる周期 (例えば正規化フェージング周期) 毎に内挿されている。これに対して、本発明では、この変調指数信号を持たず、システムで規定された上述の周期毎に、チャネル状態に応じた変調指数MLで変調されたデータ長 N_{FL} の情報信号のみが伝送される。本発明では、受信側において、上述した数2式、数3式、又は数4式で定義される尤度関数 λ_{ML} に基づいて、上記情報信号のみから変調指数MLを推定し、参照信号無しにデータを復元することが可能となる。以上の動作原理に基づく本発明の各実施の形態について順次説明する。

<本発明の第1の実施の形態>図5は、図1に示されるシステムにおける受信機103の、本発明の第1の実施の形態の構成図である。図5において、図1の場合と同じ番号が付された部分は、図1においてその同じ番号が付された部分と同じ機能を有する。

【0076】まずQPSKデマッパ(demapper) 50

6、16QAMデマッパ507、64QAMデマッパ508は、 N_{FL} ディレイ回路502を介して受信した N_{FL} フレーム長毎 (図4(b)参照)の受信信号フレーム501に対して、各デマッパに対応する変調指数 $ML=2, 4, 6, 8$ の復調/復号処理を実行し、 N_{FL} フレーム長の各復元データのうちのLシンボルずつ (図4(b)参照)を、Lディレイ回路510、511、512にそれぞれ一時保持する。これらのディレイ回路510~512は、次に説明する各推定部503~505での変調指数MLの推定処理に必要なLシンボル分の遅延を調整するための回路である。

【0077】次にQPSK推定部503、16QAM推

定部504、64QAM推定部505は、数2式に基づき、N_{FL}ディレイ回路502を介して受信した受信信号フレーム501中のLシンボル毎（図4(b)参照）に、各推定部に対応する各変調指数ML=2、4、6、8の尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} を演算する。

【0078】そして、最小値セクタ509が、各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} のうち、最小値を有するものを選択し、データセクタ111に対し、その最小値に対応するLディレイ回路（510～512のうちの何れか）の出力を受信信号513として出力させる。

【0079】伝送オフ抽出部514は、受信電力測定器109が平均受信電力 $\gamma_r = 0$ （又はその近似値）を通知してきた場合に、伝送オフを検出する。ここで、QPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505における、数2式に基づく各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} の具体的な演算動作について説明する。

【0080】まず、数2式において、各自乗誤差 $d^2_{ML} = d^2_{QPSK}$ 、 d^2_{16QAM} 、 d^2_{64QAM} は、QPSKデマッパ506、16QAMデマッパ507、64QAMデマッパ508のそれぞれからにおける復調動作の過程で算出できる。

【0081】次に、数2式において、各重み関数 $f(\gamma_{ML}, \gamma_r)$ を算出するための平均CNR=平均受信電力 γ_r は、図1に示される、受信機103内の受信電力測定器109が、次式に基づいて算出する。

【0082】

【数7】

$$\gamma_r = \sum_i^{N_{FL}} \frac{\gamma_r(i)}{N_{FL}}$$

【0083】ここで、 $\gamma_r(i)$ は、フレーム長 N_{FL} を有するフレーム内の各シンボルの受信電力の瞬時値を示す。次に、数2式において、各重み関数 $f(\gamma_{ML}, \gamma_r) = f(\gamma_{QPSK}, \gamma_r)$ 、 $f(\gamma_{16QAM}, \gamma_r)$ 、 $f(\gamma_{64QAM}, \gamma_r)$ は、例えば下記数8式～数10式、および結合演算子を乗算演算子として定義することにより、良好な変調指数MLの推定特性が得られる。

【0084】

【数8】

$$f(\gamma_{QPSK}, \gamma_r) = \alpha \frac{\gamma_r}{\gamma}$$

【0085】

【数9】

$$f(\gamma_{16QAM}, \gamma_r) = 1$$

【0086】

【数10】

(9)

特開平11-355373

$$f(\gamma_{64QAM}, \gamma_r) = 1 + \frac{\beta \gamma}{\gamma_r}$$

【0087】ここで、 γ は、切替CNRの最大値、つまり γ_{64QAM} の絶対値である。この結果、図5のQPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505は、それぞれ、受信機103内の受信電力測定器109から通知される平均受信電力 γ_r （数7式）と、数8式～数10式及び数2式から得られる下記数11式～数13式とに基づき、各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} を算出することができる。

【0088】

【数11】

$$\lambda_{QPSK} = \alpha \frac{\gamma_r}{\gamma} d^2_{QPSK}$$

【0089】

【数12】

$$\lambda_{16QAM} = d^2_{16QAM}$$

【0090】

【数13】

$$\lambda_{64QAM} = 1 + \frac{\beta \gamma}{\gamma_r} d^2_{64QAM}$$

【0091】上記算出式から、本実施の形態では、雑音レベルを測定せずに、例えば受信レベル信号(RSSI)のみから各尤度関数を算出できることがわかる。例えば、 $(\gamma_r / \gamma) \geq 1$ のとき64QAM (ML=6)、 $1 > (\gamma_r / \gamma) \geq 0.24$ のとき16QAM (ML=4)、 $0.24 > (\gamma_r / \gamma) \geq 0.048$ のときQPSK (ML=2)、 $0.048 > (\gamma_r / \gamma)$ のとき伝送オフとなる。このとき、 $\alpha = 0.6$ 、 $\beta = 8.0$ において良好な特性を示す。

【0092】更に、切替CNRを2dB低い値($\times 0.6$)で設定する場合は、 $(\gamma_r / \gamma) \geq 0.6$ のとき64QAM、 $0.6 > (\gamma_r / \gamma) \geq 0.14$ のとき16QAM、 $0.14 > (\gamma_r / \gamma) \geq 0.029$ のときQPSK、 $0.029 > (\gamma_r / \gamma)$ のとき伝送オフとなる。このとき、 $\alpha = 0.6 / 0.6 = 1.0$ 、 $\beta = 8.0 \times 0.6 = 4.8$ において、上述の場合と同等に良好な特性を示す。

【0093】また、切替レベル対受信レベル比(γ_r / γ)は、送受信における雑音レベルが同一であれば、測定シンボル区間を十分に長く確保することにより（例えば前述のフレーム長 N_{FL} ）、下記数14式で示される、1ブロック内のチャネル利得の平均外1と同一であることは明らかである。よって、なんらかの手段によ

【0094】

【外1】

(8_{FL})

【0095】リチャネル利得そのもの(8(i))が得られれば、これで代用することが可能となる。

【0096】

【数14】

$$\overline{g_{FL}} = \sum_i \frac{N_{FL}}{N_{FL}} \frac{g(i)}{N_{FL}} = \frac{\gamma_r}{\gamma}$$

【0097】また、瞬時値が変動してもそれに比べて長い区間における平均受信電力が一定であるならば、それに応じた切替値(相対値かつ固定値)を設定することで、受信レベル変動が或る確立密度分布で規定される場合に限り、平均スループットを一定に保持できることも明らかである。

【0098】そこで、受信レベルの変動要因を瞬時値(Rayleigh fading)のみとしてシミュレーションを行った。実システムにおいては、基地局一端末間距離変動による距離減衰及びビルなどの遮弊物によるシャドーイング変動(短区間中央値変動)なども重畳しているが、本実施の形態による変調指数MLの推定方式が受信レベルのみに追従することから、これらを省略しても問題はない。

【0099】図6及び図7は、それぞれ $\alpha=1.0$ 、 $\beta=5.0$ 、最大切替CNR/平均電力比=0.6、平均スループット=4.8ビット/シンボルで、

(1) 変調方式:送信なし/QPSK/16QAM/64QAM、測定シンボル数:20、正規化フェージング周期($f_d T_s$):0.001 (図6)

(2) 変調方式:送信なし/QPSK/16QAM/64QAM、測定シンボル数:60、正規化フェージング周期($f_d T_s$):0.000125 (図7)

とした場合の推定誤差(EER)特定及び正しく推定されたブロックにおけるビット誤り率(BER)特性である。

【0100】これらの図から明らかなように、BER=10⁻²を満たすような低いCNRつまりSNRにおいても3桁以上、SNRの改善比では情報ビットに対し5dB以上高品質な推定精度が得られた。これは、N_{FL}=1000ビット程度のフレームであれば、推定誤り(EER)によるフレーム誤り(FER)は全く情報信号のBERに影響しないことを示している。変調指数信号を制御ビットで送信する従来方式ではかなりの冗長度が要求され伝送効率の大なる低下は避けられないことを考えると、本実施の形態のシステムは大変に優れた方式であることがわかる。例えば、SNRにおいて最も高品質な回線を提供するQPSKで固定的に制御信号が送信される場合であっても、前述の条件下では、回線品質を10dB以上改善させなければならず、その実現は冗長度の増大を許し、誤り訂正などを用いたとしても非現実的なものとなる。

<本発明の第2の実施の形態>図8は、図1に示される

システムにおける受信機103の、本発明の第2の実施の形態の構成図である。図8において、本発明の第1の実施の形態に係る図5の場合と同じ番号が付された部分は、図5においてその同じ番号が付された部分と同じ機能を有する。

【0101】図8の構成は、QPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505が、数3式に基づく各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} の演算を実現するものである。

10 【0102】図8において、平均スループット測定器801は、データセクタ111から出力される受信信号513及び伝送オフ抽出部514から出力される伝送オフ信号に基づき、所定ブロックblk(i)毎の平均スループットを算出し、それを切替CNR算出部802に通知する。

20 【0103】切替CNR算出部802は、ブロックblk(i)毎に通知される平均スループットに対応する各切替CNR $\gamma_{ML}(blk(i)) = \gamma_{QPSK}(blk(i))$ 、 $\gamma_{16QAM}(blk(i))$ 、 $\gamma_{64QAM}(blk(i))$ を、QPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505に通知する。

【0104】各推定部503~505は、例えばそれぞれ、数11式~数13式に基づいて各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} を演算する。この場合には、切替CNR算出部802からQPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505に通知する情報は、ブロックblk(i)毎に通知される平均スループットに対応する絶対値 $\gamma(blk(i))$ のみでよい。

30 <本発明の第3の実施の形態>図9は、図1に示されるシステムにおける受信機103の、本発明の第3の実施の形態の構成図である。図9で、本発明の第1の実施の形態に係る図5の場合又は本発明の第2の実施の形態に係る図8の場合と同じ番号が付された部分は、図5又は図8においてその同じ番号が付された部分と同じ機能を有する。

【0105】図9の構成は、QPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505が、数4式に基づく各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} の演算を実現するものである。

40 【0106】図9において、平均スループット測定器801は、データセクタ111から出力される受信信号513及び伝送オフ抽出部514から出力される伝送オフ信号に基づき、所定ブロックblk(i)毎の平均スループットを算出し、それを重み関数算出部901に通知する。

50 【0107】重み関数算出部901は、ブロックblk(i)毎に通知される平均スループットに対応する各重み関数 $\kappa(blk(i)), ML) = \kappa(blk(i)), QPSK)$ 、 $\kappa(blk(i)), 16QAM)$ 、 $\kappa(blk(i)), 64QAM)$ を、QPSK推定部503、16QAM推定部504、64QAM推定部505に通

知する。

【0108】各推定部503～505は、例えばそれぞれ、数11式～数13式の各右辺に上述の各重み関数を乗算する形式で、各尤度関数 λ_{QPSK} 、 λ_{16QAM} 、 λ_{64QAM} を演算する。

【0109】

【発明の効果】本発明によれば、チャンネルパワー利得に基づいて変調指数のみを変化させる適応変調方式又は変調指数の制御に加えて適応電力制御も行うような適応変調方式のいずれにおいても、送信側において制御信号を何ら送信することなく、受信側において変調指数を最尤推定することが可能となる。

【0110】また、本発明によれば、平均スループットが向上しないような通信環境下において、ビット誤り率を制御することにより平均スループットを一定に維持する通信を実現することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態のシステム構成図である。

【図2】本発明の実施の形態における切替CNR対BER特性の例を示す図である。

【図3】信号点間距離（16QAM）の説明図である。

【図4】伝送フォーマット図である。

【図5】受信機の第1の実施の形態の構成図である。

【図6】本発明の実施の形態の特性説明図（その1）である。

【図7】本発明の実施の形態の特性説明図（その2）である。

【図8】受信機の第2の実施の形態の構成図である。

【図9】受信機の第3の実施の形態の構成図である。

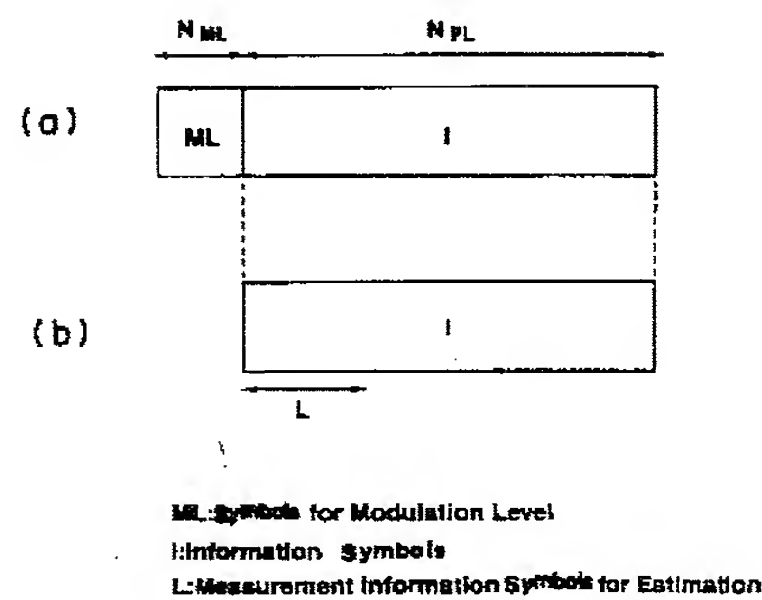
【図10】適応変調方式の原理説明図である。

【符号の説明】

101	送信機
102	相関チャネル
103	受信機
104	適応変調／符号器
105	変調指数決定部
106、111	データセクタ
107	復調／復号器
108	パイロット補助チャネル推定器
109	受信電力測定器
110	変調指数推定部
501	受信フレーム
502	NFLディレイ回路
503	QPSK推定部
504	16QAM推定部
505	64QAM推定部
506	QPSKデマッパ
507	16QAMデマッパ
508	64QAMデマッパ
509	最小値セクタ
510、511、512	Lディレイ回路
513	受信信号
514	伝送オフ抽出部
801	平均スループット測定器
802	切替CNR算出部
901	重み関数算出部

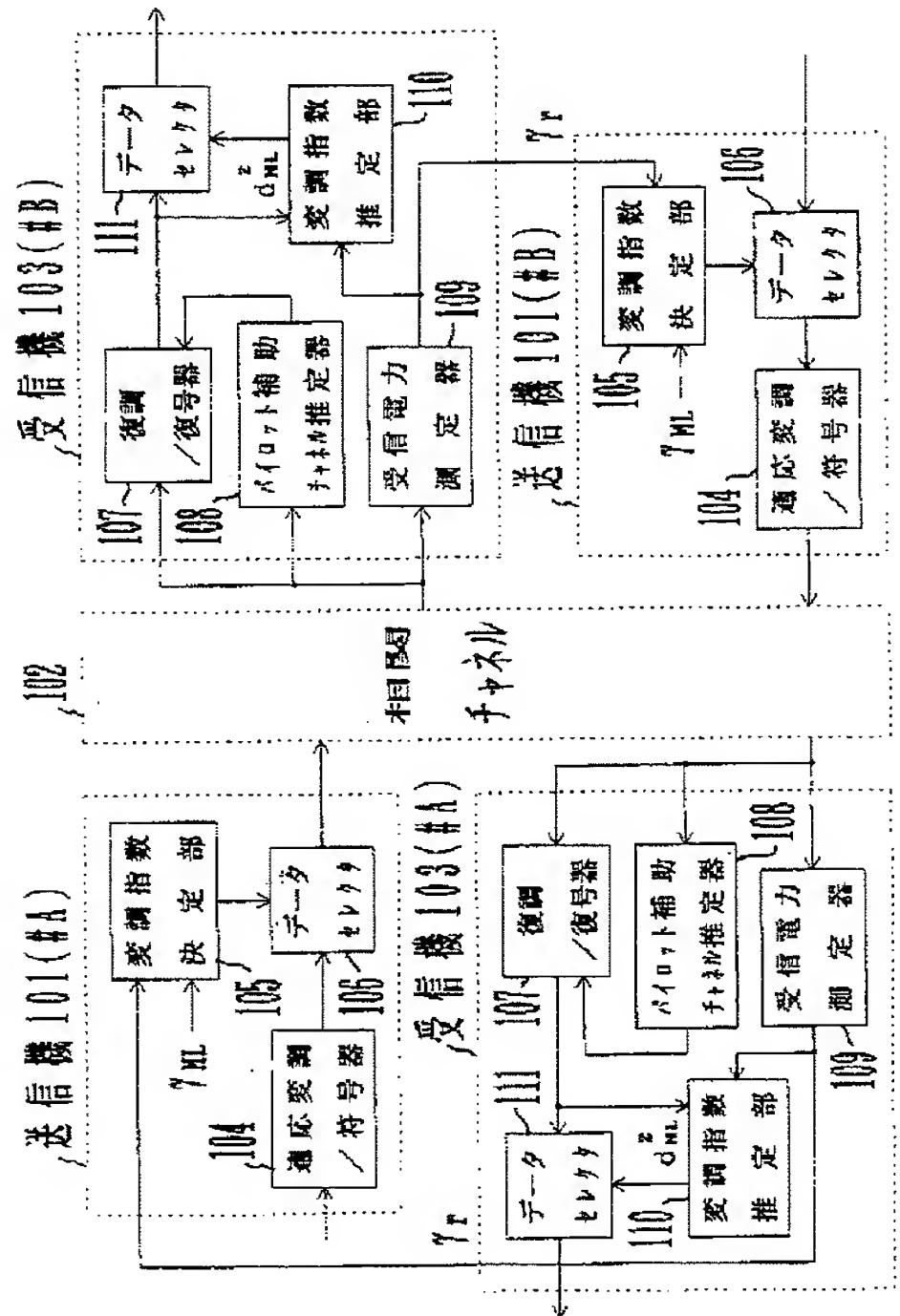
【図4】

伝送フォーマット図



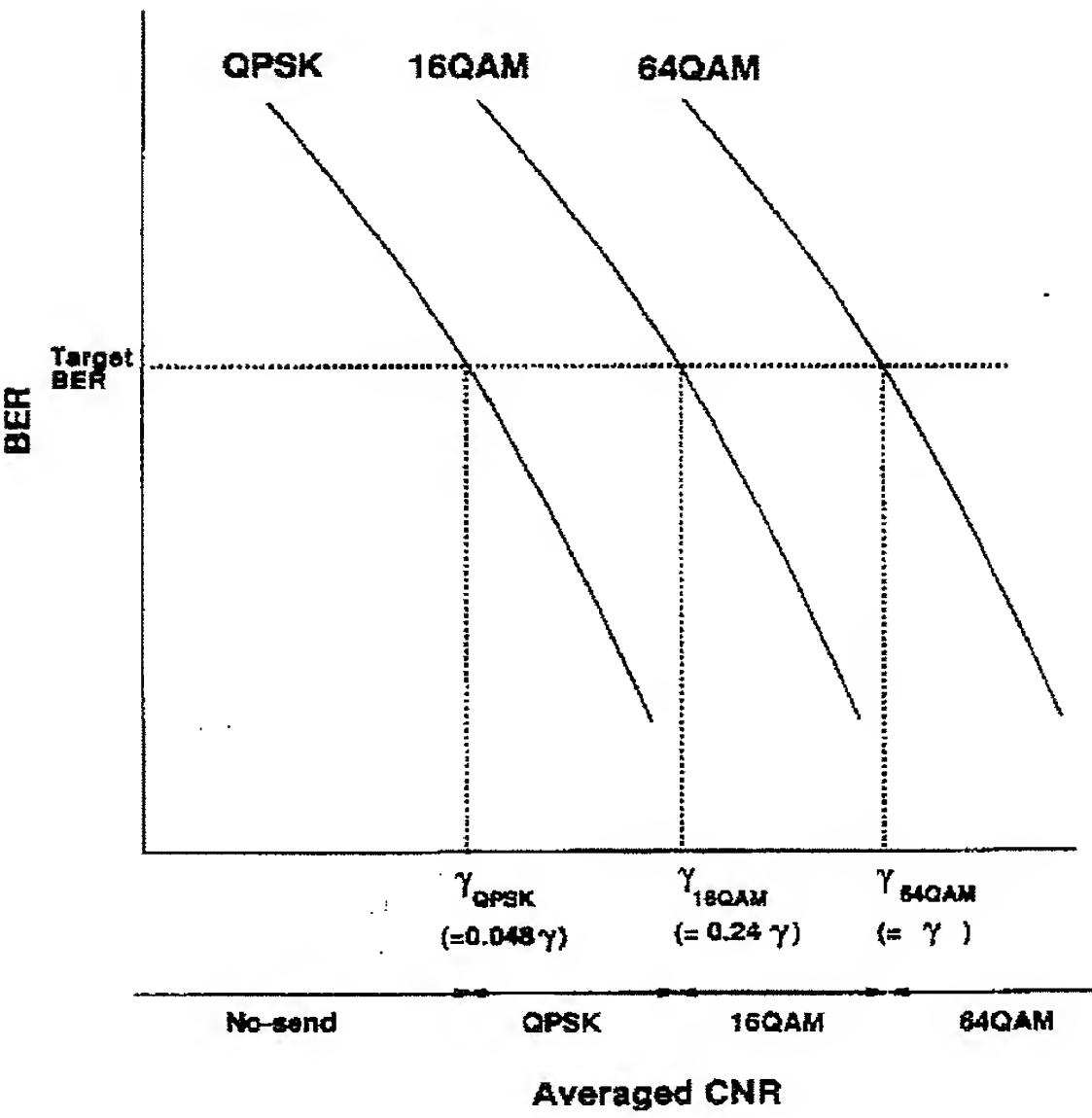
【図 1】

本発明の実施の形態のシステム構成図



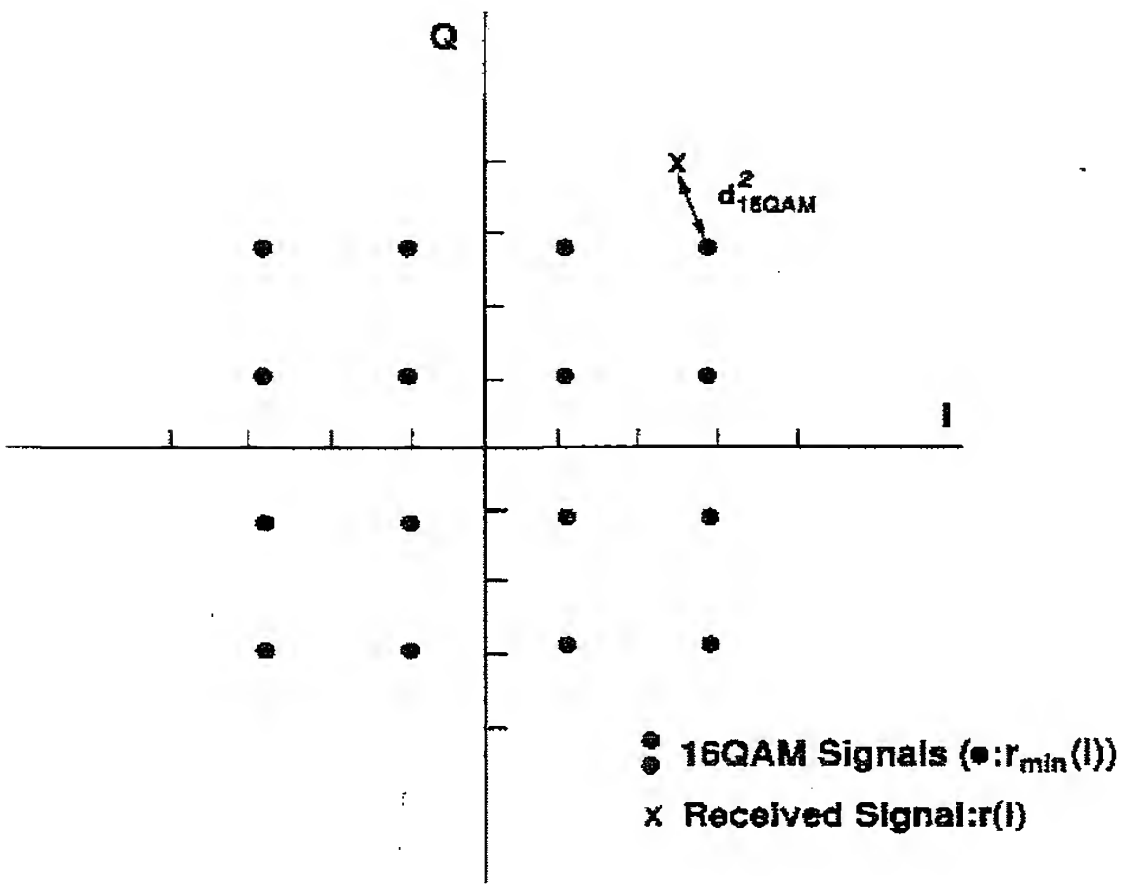
【図 2】

本発明の実施の形態における
切替 CNR 対 BER 特性の例を示す図



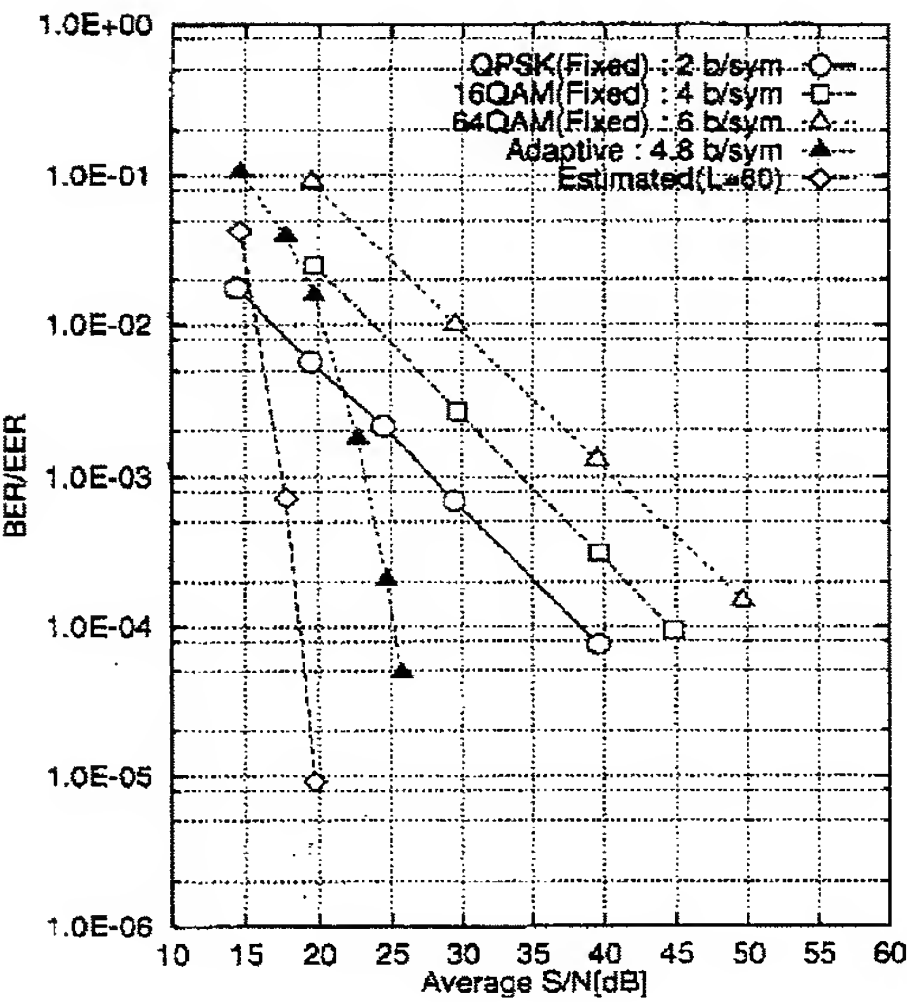
【図 3】

信号点間距離(16QAM)の説明図



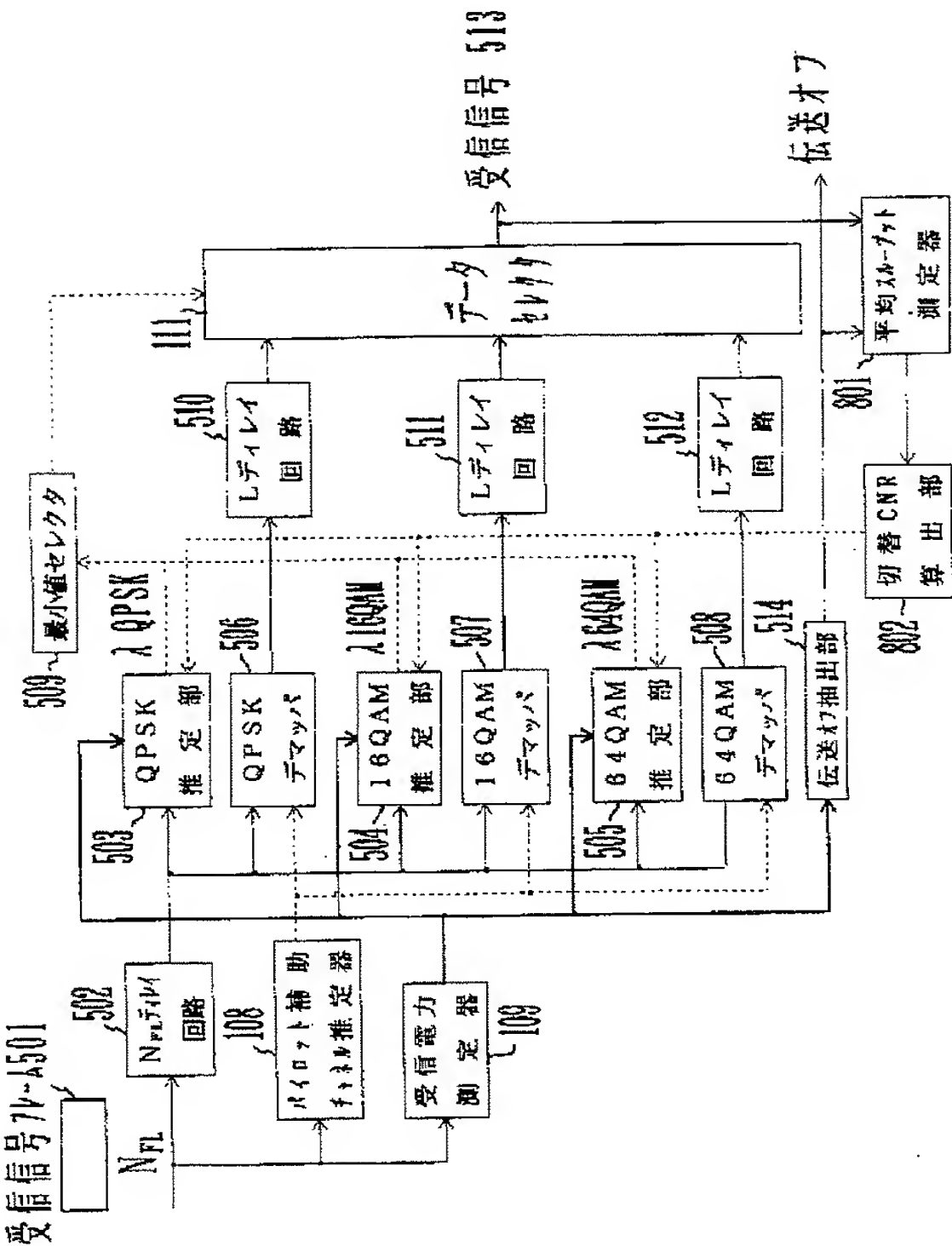
【図 7】

本発明の実施の形態の特性説明図
(その 2)



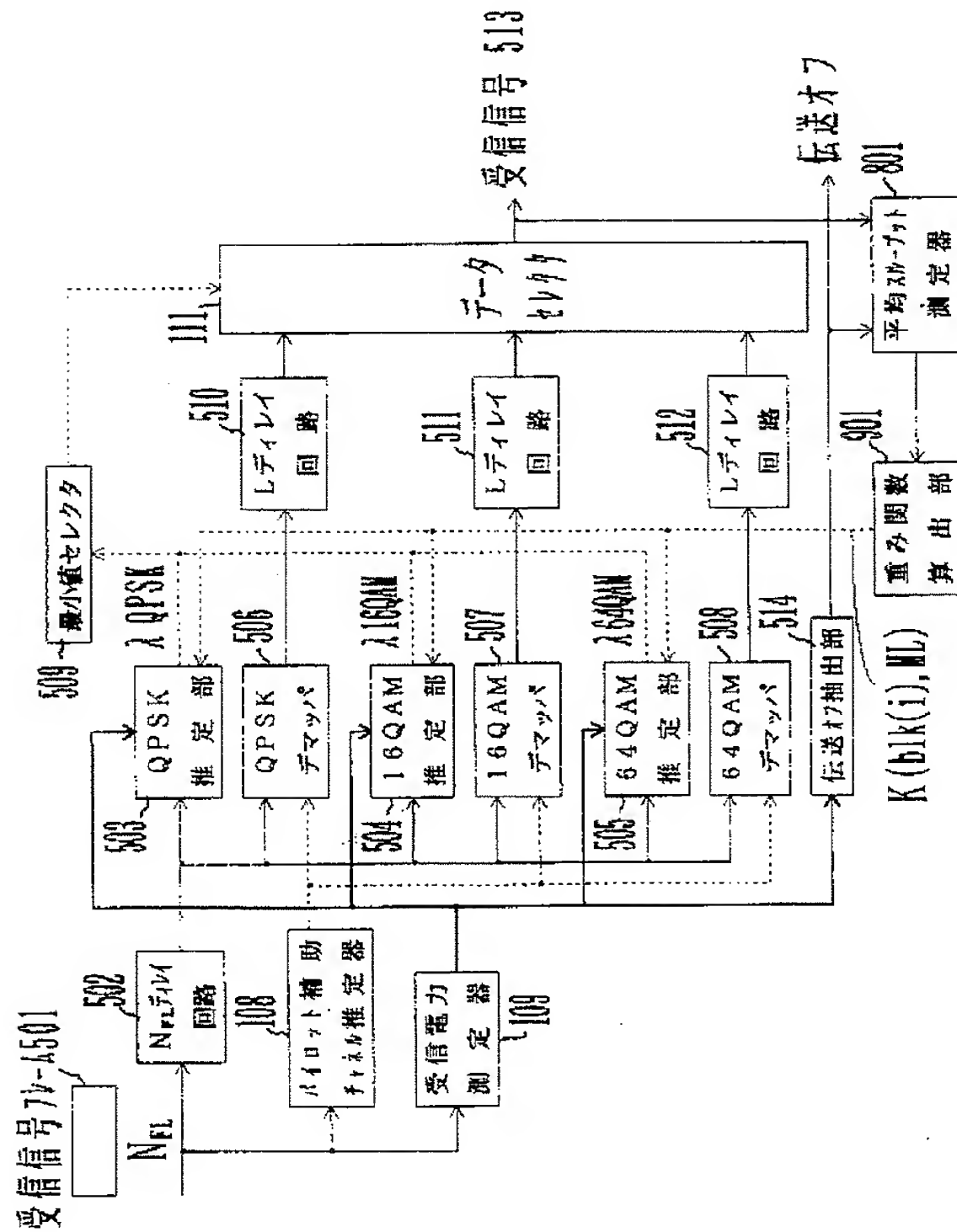
【図 8】

受信機の第1の実施の形態の構成図



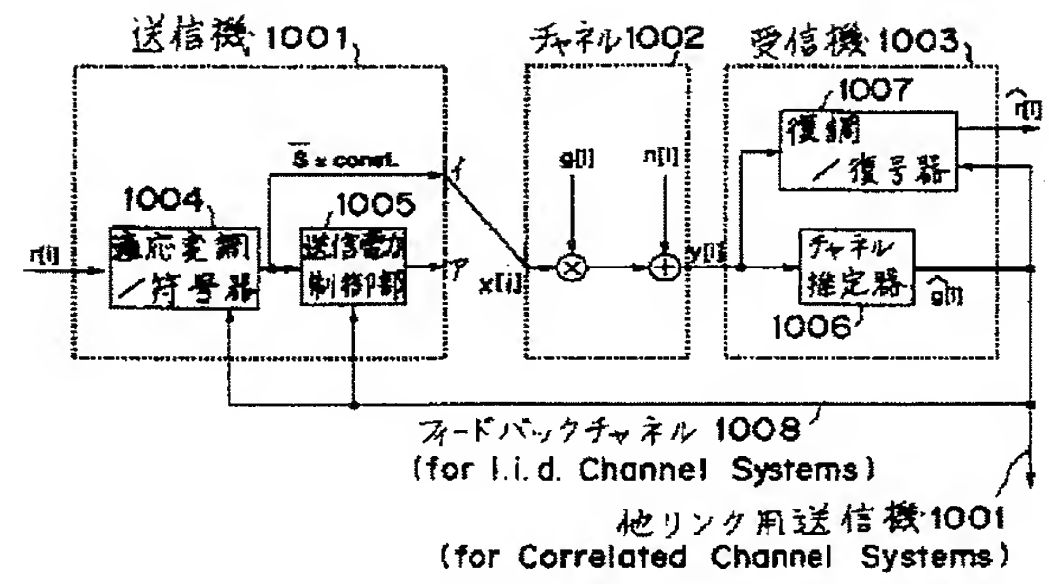
【図 9】

受信機の第1の実施の形態の構成図

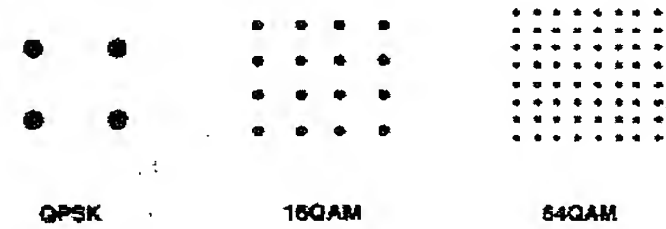


【図 10】

適応変調方式の原理説明図



(a) システムモデル



(b) 各変調方式における信号点配置例